



TITLE:

# 24GHz帯整流回路のためのコネクタおよびダイオードのモデル化検討

AUTHOR(S):

波多野, 健; 篠原, 真毅; 三谷, 友彦

---

CITATION:

波多野, 健 ...[et al]. 24GHz帯整流回路のためのコネクタおよびダイオードのモデル化検討 . 電子情報通信学会技術研究報告. MW, マイクロ波 2012, 112(355): 25-30

ISSUE DATE:

2012-12

URL:

<http://hdl.handle.net/2433/193917>

RIGHT:

copyright ©2012 by IEICE

一般社団法人 電子情報通信学会  
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,  
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

信学技報  
IEICE Technical Report  
MW2012-131(2012-12)

## 24GHz 帯整流回路のためのコネクタおよびダイオードのモデル化検討

波多野 健<sup>†</sup> 篠原 真毅<sup>†</sup> 三谷 友彦<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 京大大学生存圏研究所 〒611-0011 京都府宇治市五ヶ庄

E-mail: <sup>†</sup> {k-hatano, shino, mitani}@rish.kyoto-u.ac.jp

あらまし 本研究ではこれまで高周波マイクロ波無線電力伝送に必要な 24GHz 帯整流回路の開発を行ってきた。しかし、設計値と実験値の RF-dc 変換効率の誤差が大きいという問題があった。そこで、設計値通りの変換効率を実現するため、24GHz 帯整流回路に用いるマイクロストリップ線路の表面粗さ、2.4mm コネクタ、ショットキーバリアダイオードのモデル化を行った。各素子の特性を評価するための治具回路を製作し、S パラメータを計測した後、適当な等価回路モデルを用いてフィッティングを行った。これらのモデルを整流回路に適用し、高精度な回路設計を実現する。

キーワード 24GHz, コネクタ, ダイオード, 等価回路, モデル化

## A study on Connector and Diode Modeling for 24GHz-Band Rectifiers

Ken HATANO<sup>†</sup> Naoki SHINOHARA<sup>†</sup> and Tomohiko MITANI<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Research Institute for Sustainable Humanosphere, Kyoto University Gokasho, Uji-shi, Kyoto, 611-0011 Japan

E-mail: <sup>†</sup> {k-hatano, shino, mitani}@rish.kyoto-u.ac.jp

**Abstract** We have developed the 24GHz-band rectifier for high-frequency wireless power transmission by microwave. However, the experimental RF-dc conversion efficiency was quite different from the simulated one. Therefore, we modeled a roughness of a microstrip line, a 2.4mm connector and a schottky barrier diode for the 24GHz-band rectifier. We fabricated jig circuits for the connector and the diode, and measured the S-parameter of each circuit. We can estimate the value in equivalent circuits of the connector and the diode by fitting the simulated results to the experimental ones. We aimed to design the 24GHz-band rectifier with high accuracy.

**Keyword** 24GHz, connector, diode, equivalent circuit, modeling

### 1. 研究背景と目的

近年、無線電力伝送技術が多く注目を集めている。本研究では図 1 に示すような、マイクロ波無線電力伝送と無線通信を同時に行う、ワイヤレスなシステムの構築を目指している。室内に置かれたゲートウェイから、中継装置を介して隣接する部屋へ無線通信を行う。その際に必要な中継装置を駆動させる電力を、ゲートウェイからのマイクロ波無線電力伝送によって供給するというシステムであり、将来的には無線通信と無線電力伝送を同じ周波数帯域で行うことを目標としている。このシステムにおいては広帯域な通信やシステムの小型化という観点から、高い周波数での無線電力伝送が必要となる。そこで、本研究ではターゲットとする周波数を、2.4GHz、5.8GHz よりも高い ISM バンドである 24GHz としている。本研究ではこれまでに、24GHz 帯 F 級負荷装置整流回路の設計、製作を行った [1]。製作した回路を図 2 に示す。コネクタは Southwest Microwave 社の 2.4mm End launch connector である 1492-01A-5 を使用した。基板は日本ピラー工業社の NPC-F260A を使用し、誘電率は 2.6、基板厚は 0.10mm とした。ダイオードは MACOM 社の MA4E1317 を使用

した。整流回路は、整合回路、ダイオード、F 級負荷回路から構成されている。この整流回路のシミュレーションと、実験での RF-dc 変換効率と反射率を図 3 に示す。入力電力はともに 81mW としており、出力端に接続している負荷抵抗値を変化させている。ここで、RF-dc 変換効率とは整流回路のコネクタに入力される電力のうちの出力直流電力の割合を示している。図 3 より、実験ではシミュレーションに比べ大幅に変換効率が低下し、また反射率も増加していることが分かる。この原因として、シミュレーションで考慮していないマイクロストリップ線路の表面粗さによる導体損の増加や、コネクタ損失、ダイオードのモデル化誤差が考えられる。本稿ではこれらをすべて考慮することで、精度の高いシミュレーションを行うことを目指す。

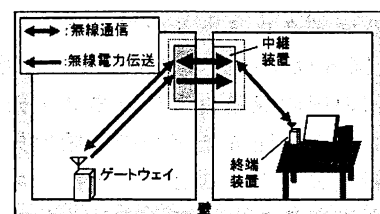


図 1：無線システム

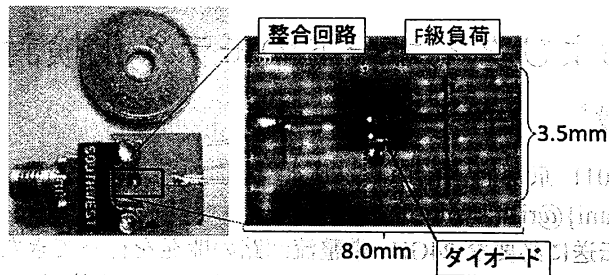


図 2: ダイオード 2 並列 F 級負荷装荷整流回路

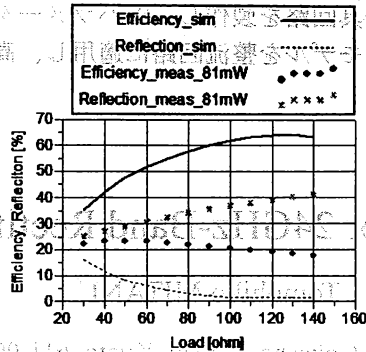


図 3: シミュレーションと実験における  
変換効率と反射率

## 2. 表面粗さの推定

これまでのシミュレーションではマイクロストリップ線路における導体と誘電体の接続面はなめらかであるとして伝搬損失を計算していた。しかし現実のマイクロストリップ線路においては、導体と誘電体面の接続面がなめらかでない。したがって、主に導体の縁を流れる電流の表面積が小さくなり抵抗が増加し、導体損が増加する。そこで、回路解析シミュレータ ADS に用意されている、Rough という表面粗さを評価するパラメータの値を適切に設定することで、回路での伝搬損失を正確に推定することを目指す。まず、図 4 に示すような回路を製作した。コネクタ、基板共に図 2 に示す回路と同じものを使用した。基板厚は 0.20mm としている。図 4 に示す回路において、マイクロストリップ線路損失以外の損失要因として、コネクタ内部の同軸線路における伝搬損失、同軸線路からマイクロストリップ線路へのモード変換が行われる際に生じる放射損が考えられる。そこで、これらコネクタに起因する損失を調べるため、図 5、図 6 に示すようなモデルを電磁界シミュレータ HFSS 上に構成した。図 5 は図 4 におけるマイクロストリップ線路のみを再現した回路であり、図 6 はマイクロストリップ線路に加えて、コネクタ内部の同軸線路およびコネクタ先端の中心ピンも再現している。図 6 モデルの伝搬損失から図 5 のモデルの伝搬損失を引くことで、上記のコネクタに起因する損失を求めることができる。そして、図 4 によ

って実測から求められる伝搬損失から、HFSS によって求めたコネクタ損失を引くことで、現実の回路におけるマイクロストリップ線路のみの伝搬損失を求める。図 7 は周波数に対する伝搬損失を表している。青の実線が図 4 の回路の実測の伝搬損失を示し、緑の二重線が HFSS によって計算されるコネクタに起因する損失を示す。赤の点線は、青の実線から緑の二重線を引いた、マイクロストリップ線路単体の伝搬損失である。

次に回路解析シミュレータ ADS を用いてマイクロストリップ線路のモデルを構成し、ADS で求めたマイクロストリップ線路の伝搬損失と、図 7 に示す赤の点線が一致するように、表面粗さを示すパラメータ Rough を変化させたところ、Rough=5um のとき 24GHz での伝搬損失が良く一致した。電磁界シミュレータを用いてコネクタ損失を含めたシミュレーションを行うことにより、マイクロストリップ線路の伝搬損失を推定することができた。以降のシミュレーションではすべて Rough=5um としてシミュレーションを行った。

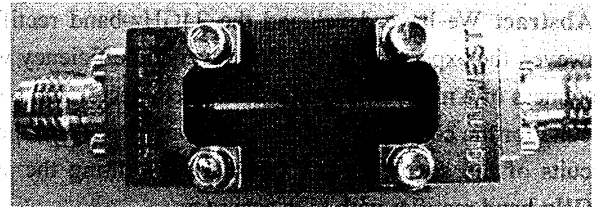


図 4: マイクロストリップ線路とコネクタ

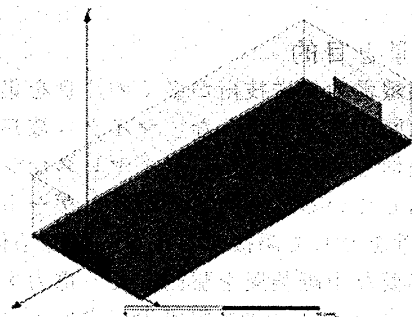


図 5: マイクロストリップ線路の HFSS モデル

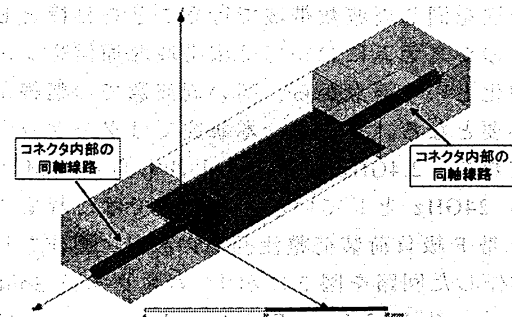


図 6: コネクタを含めた HFSS モデル

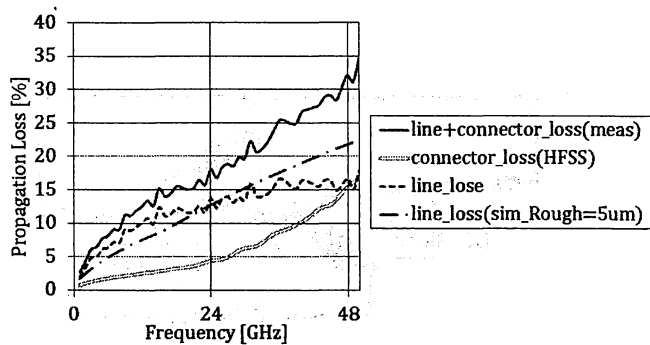


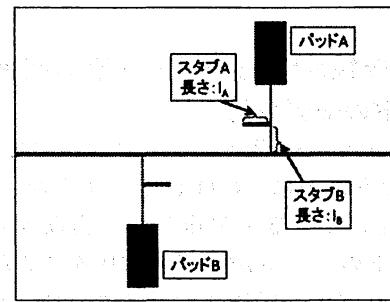
図 7：周波数に対する伝搬損失

### 3. ダイオード特性測定用治具回路によるコネクタとダイオードおよびヴィアグラウンドのモデル化

ダイオードは非線形素子であるため、印加するバイアス直流電圧を変化させながらダイオード特性を評価する必要がある。ダイオード特性測定用の治具回路を製作し、コネクタ等価回路、ダイオードの非線形パラメータ、寄生成分をフィッティングにより求めた。

#### 3.1. コネクタのモデル化

設計したダイオード測定用の治具回路の設計図を図 8(a)に、製作した回路を図 8(b)に示す。使用したコネクタ、基板は図 2 で使用したものと同一である。図 8(a)のスタブ A とスタブ B の長さを 24GHz における  $\lambda/4$  線路にすることで、中心線路からみるとスタブ B が開放にみえ、中心線路を伝搬する電磁波に与える影響を小さくできる。したがって、パッド A、パッド B から直流バイアス電源を加えながら、ダイオードの特性を評価することができる。図 8 の回路はダイオードを実装しておらず、コネクタのモデル化を行うために用意した。同軸線路-マイクロストリップ線路変換コネクタの等価回路は内部の同軸線路と直列にインダクタおよび抵抗、並列にキャパシタが接続されたモデルで表現される[2]。したがって、図 9 のようなシミュレーションモデルを構成し、コネクタ等価回路のインダクタを  $L_1$ 、抵抗を  $R_1$ 、キャパシタを  $C_1$  とした。ネットワークアナライザによって計測した図 8(b)に示す回路の S パラメータと、図 9 に示すシミュレーションでの S パラメータが一致するように、 $L_1$ 、 $C_1$ 、 $R_1$  を変化させた。 $L_1=0.208\text{nH}$ 、 $C_1=0.101\text{pF}$ 、 $R_1=0.731\text{ohm}$  のときの、実験値とシミュレーション値を図 9 に示す。赤の実線がシミュレーション結果、青のマーカ入りの実線が実験結果である。周波数が 20GHz から 28GHz の範囲でフィッティングを行ったが、S11 の位相以外は非常によく一致しており、コネクタのモデル化が行えていることが分かる。



(a) 設計図



(b) 実物

図 8：ダイオード特性測定用治具回路（実装なし）

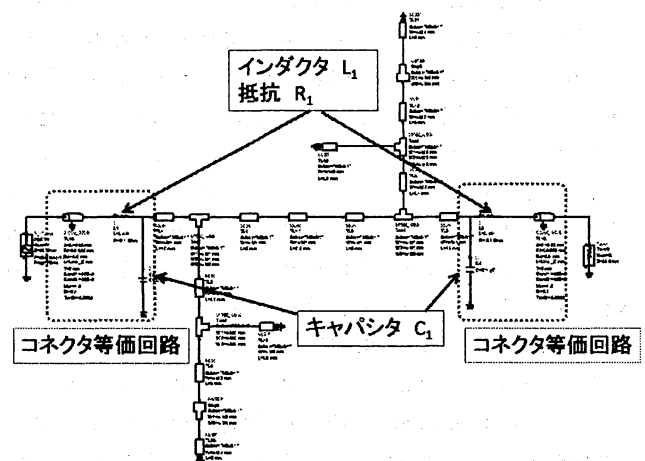


図 9：コネクタ等価回路を含むシミュレーションモデル

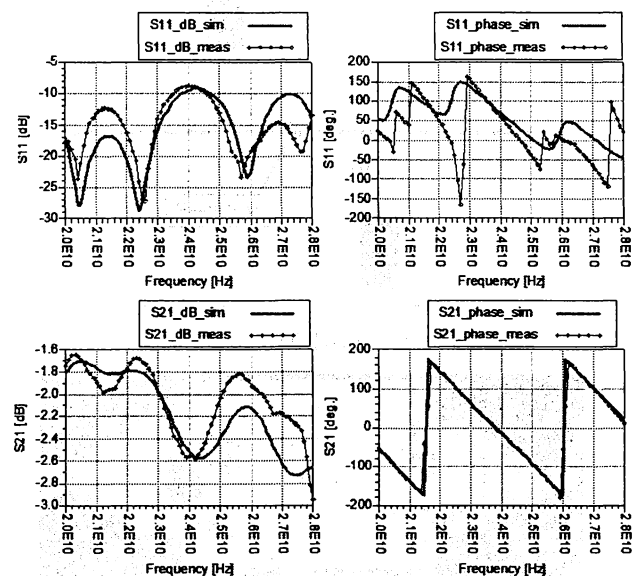
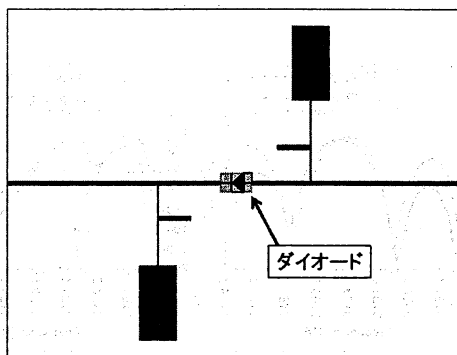


図 10：図 8 に示す回路における実験値とフィッティング後のシミュレーション値



### 3.2. 直列接続されたダイオード治具回路によるダイオードのモデル化

ダイオードの非線形パラメータおよび寄生成分のモデル化を行うために、図 11 に示すようなダイオードを直列に接続した回路を製作した。実験回路図を図 12 に示す。上下のパッドから直流電圧を -7V から 1V まで印加し、それぞれの電圧における 24GHz の S パラメータをネットワークアナライザを用いて計測した。治具回路の両端には DC ブロックを接続している。また治具回路に入力される電力は 8.15mW とした。次にシミュレーションモデルを図 13 に示す。ダイオードの非線形モデルに加え、直列に寄生インダクタ  $L_p$  と寄生抵抗  $R_p$ 、並列に寄生容量  $C_p$  を挿入している。そして、シミュレーションで得られる S パラメータが実験値と一致するようにフィッティングを行った。フィッティング後のシミュレーション値と実験値を図 14 に示す。図 10 のときの同様に S11 の位相については、傾向は同じであるが値は一致していない。しかしその他の S パラメータは実験値とシミュレーション値をよく一致させることができた。また、フィッティング後のパラメータを表 1 に示す。表 1 には、データシートに記載されているパラメータも同時に示してある。Rs、M、Vj、N はデータシートと近い値を示している。データシートにおける  $C_{jo}=0.047\text{pF}$  は寄生容量も含めた値を示している。したがって、フィッティングによって得られた  $C_{jo}=0.0201\text{pF}$  と  $C_p=0.0287\text{pF}$  を足し合わせると  $0.0488\text{pF}$  となるため、接合容量についてもデータシートと非常に近い値となった。



(a)設計図



(b)実物

図 11：直列接続型ダイオード特性測定用治具回路

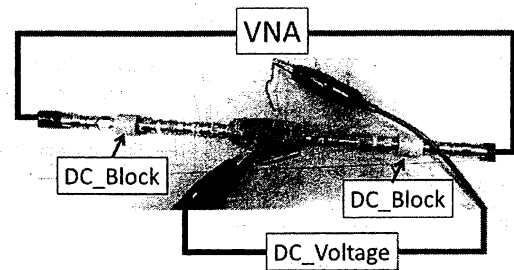


図 12：ダイオード特性計測時の実験回路

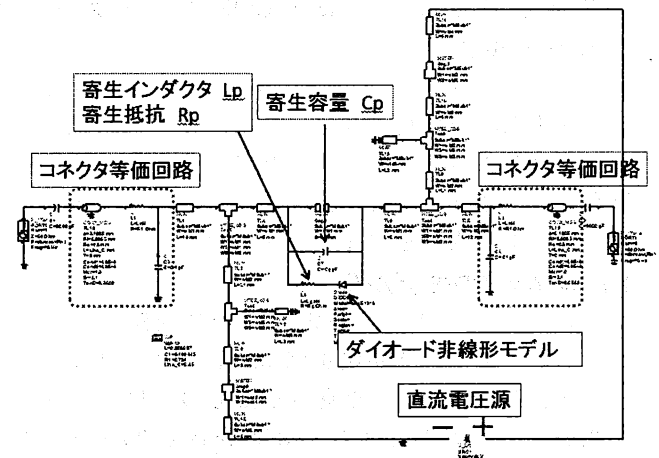


図 13：直列接続型ダイオード特性測定用治具回路のシミュレーションモデル

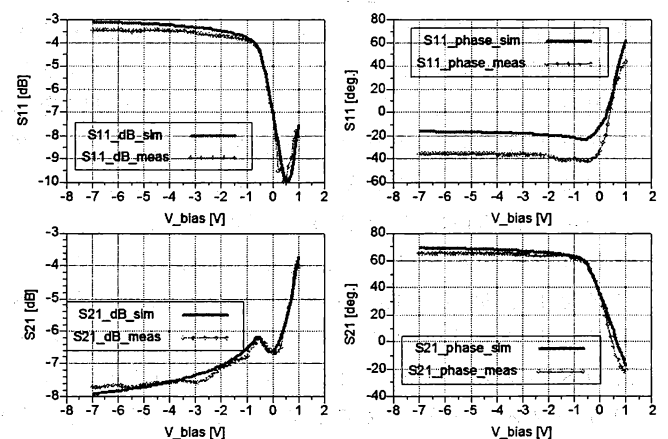


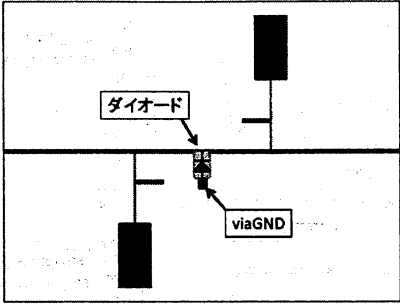
図 14：図 11 に示す回路における実験値とフィッティング後のシミュレーション値

表 1：データシート値とフィッティング値の比較

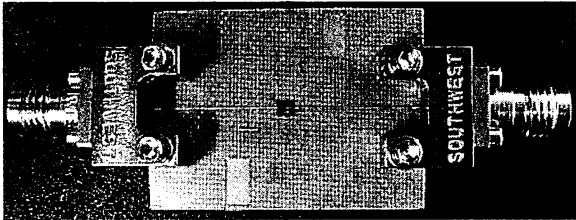
Description	Name	Datasheet	Fitting parameter
Zero -bias Junction capacitance	Cjo [pF]	0.047 (total)	0.0201
Series resistance	Rs[ohm]	4.6	4.64
Saturation Current	Is [A]	1.7E-14	7.27E-17
Grading Coefficient	M	0.38	0.404
Junction Potential	Vj [V]	0.86	0.866
Emission Coefficient	N	1.08	1.09
Parasitic capacitance	Cp [pF]		0.0287
Parasitic resistance	Rp [ohm]		0.533
Parasitic inductance	Lp [nH]		0.118

3.3. 並列接続されたダイオード治具回路によるダイオードのモデル化

整流回路では図 2 に示すようにダイオードを並列接続にして使用している。そこで、図 15 に示すようなダイオード並列接続型の治具回路を用いて、並列接続されたダイオードとヴィアグラウンドのモデル化を行った。3.2 節での実験と同様に、ダイオードに直流バイアス電圧を印可しながら、回路の S パラメータをネットワークアナライザを使用して計測した。図 15 の回路ではダイオードのアノード側をグラウンドに接続しているため、バイアス電圧は裏面グラウンドと、上側のパッドを使用して印加した。また入力電力は 8.15mW としている。シミュレーションモデルを図 16 に示す。ヴィアグラウンドは、インダクタと抵抗が直列に接続されたモデルで表されるため[3]、ヴィアグラウンドによる寄生インダクタと寄生抵抗をそれぞれ  $L_{via}$ 、 $R_{via}$  としている。直列接続型治具回路、並列接続型治具回路ともに、整流回路で用いたダイオードと同じ MA4E1317 を使用しているので、ダイオードが直列接続から並列接続に変化したことで、ダイオード内部の非線形パラメータは変化しないと考えられる。したがって、ダイオードの寄生成分である  $R_p$ 、 $L_p$ 、 $C_p$ 、ヴィアグラウンドの寄生成分である  $L_{via}$ 、 $R_{via}$  を変数としてフィッティングを行った。フィッティング後に求めたそれぞれの値を表 2 に示す。直列型と場合と比較して  $C_p$ 、 $L_p$  ともに増加していることが分かる。このときの、実験とシミュレーションの結果を図 17 に示す。図 9、図 13 のこれまでのフィッティング結果と同様に S11 の位相はシミュレーションと実験でずれが生じているが、その他の S パラメータは一致させることができた。



(a) 設計図



(b) 実物

図 15：並列接続型ダイオード特性測定用治具回路

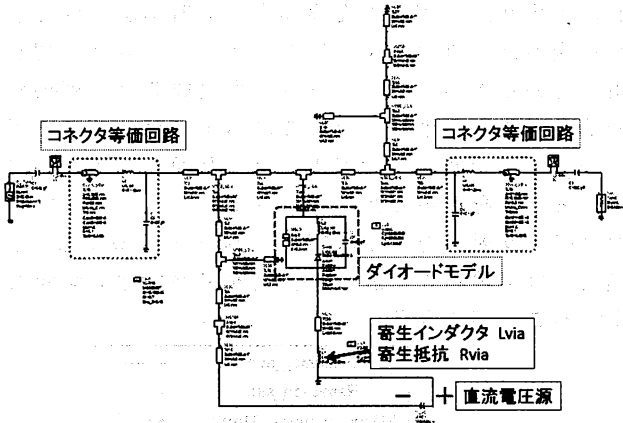


図 16：並列接続型ダイオード特性測定用治具回路のシミュレーションモデル

表 2：ダイオードとヴィアグラウンドのフィッティング後のパラメータ

	Description	Name	Fitting parameter
Diode	Parasitic capacitance	Cp [pF]	0.0462
	Parasitic resistance	Rp [ohm]	0.643
	Parasitic inductance	Lp [nH]	0.331
viaGND	Parasitic inductance	Lvia [nH]	0.0211
	Parasitic resistance	Rvia [ohm]	0.0727

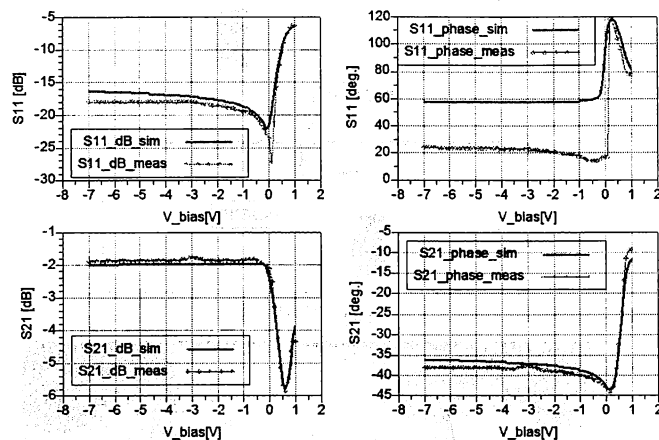


図 17：図 15 に示す回路における実験値と  
フィッティング後のシミュレーション値

#### 4. フィッティングパラメータの妥当性評価

2 節、3 節で推定した表面粗さ、コネクタ等価回路、ダイオードモデル、ヴィアグラウンドモデルを、整流回路のシミュレーションモデルに適用することで、図 2 に示す回路の実測の変換効率、反射率が再現できるかを調べた。整流回路ではダイオードを並列接続して用いているため、ダイオードの寄生成分は並列接続型の治具回路から推定した表 2 に示すパラメータを用いている。その他の値は表 1 に示した通りである。すべてのモデルを適用したときのシミュレーションでの変換効率と反射率を図 18 に示す。図 3 と比較すると、変換効率は実験結果に近づき、反射率の変化の傾向も再現することができた。

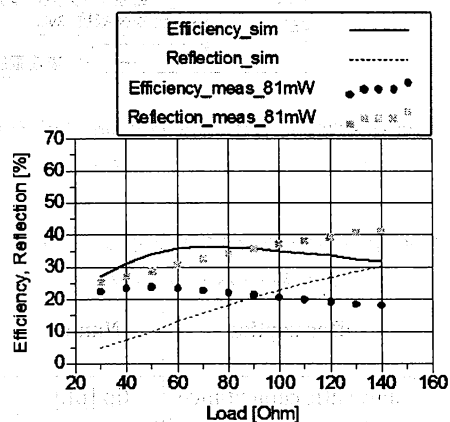


図 18：推定したモデルをすべて適用したシミュレーションモデルで計算した変換効率と反射率

#### 5. まとめ

24GHz 帯シングルシャント型整流回路に必要なマイクロストリップ線路の表面粗さ、コネクタ、ダイオード、ヴィアグラウンドのモデル化を行った。実験結果へのフィッティングを行うことで、それぞれの等価回路モデルとその値を推定することができた。またそれらのモデルを整流回路に適用することで、24GHz

帯整流回路の変換効率、反射率の傾向をシミュレーションで再現することができた。今後はダイオードの直列接続型と並列接続型の寄生成分が異なる原因などに着目しながら、さらに高い精度でシミュレーションが行えることを目指す。

#### 文 献

- [1] K. Hatano, N. Shinohara, T. Mitani, T. Seki, M. Kawashima, Development of Improved 24GHz-band Class-F Load Rectennas, Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International, pp163-166, May 2012.
- [2] T. K. Ishii, Handbook of Microwave Technology: Components and Devices, Academic Press, 1995.
- [3] M. T. Goldfrab, and R. A. Pucel, Modeling Via Hole Grounds in Microstrip, IEEE, vol.1, no.6, pp135-137, June 1991.